

CONTROLLER FOR POWER BIPOLAR TRANSISTOR

Patent number: JP9051256
Publication date: 1997-02-18
Inventor: MURAKAMI YOSHINORI; OKURA KAZUMA; KITAJIMA YASUHIKO; TANI KAZUHIKO
Applicant: NISSAN MOTOR CO LTD
Classification:
- international: H03K17/04; H03K17/60
- european:
Application number: JP19950202991 19950809
Priority number(s):

Also published as:

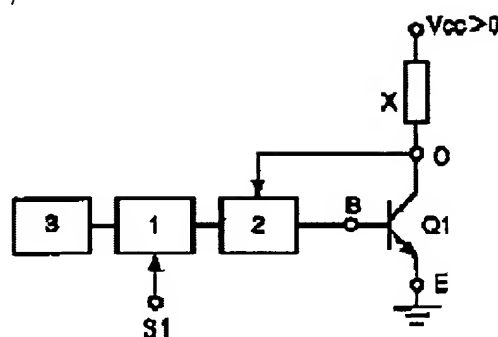


US5818284 (A1)

Abstract of JP9051256

PROBLEM TO BE SOLVED: To reduce switching time and to decrease the control power (switch current) by detecting an operating state of the power bipolar transistor (TR) so as to adjust a current flowing to its base terminal.

SOLUTION: The power bipolar TR Q1 is an npn bipolar TR to be controlled. An emitter terminal E of the TRQ1 is set to a ground level (=0V). Then a collector terminal C is connected to a positive voltage source V_{cc} via a load X. A caption B denotes a base terminal. Furthermore, the controller consists of a 1st controller, a 2nd controller and a power supply 3 supplying a base current to the TR. A line connecting them indicates a flowing state of a base current. Then the base current from the power supply 3 is fed to the TRQ1 via the 1st controller 1 and the 2nd controller 2. Through the constitution above, a switching time is reduced and the control power (switch current) is reduced.



Data supplied from the *esp@cenet* database - Patent Abstracts of Japan

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-51256

(43) 公開日 平成9年(1997)2月18日

| (51) Int.Cl. ⁹ | 識別記号 | 庁内整理番号 | F I | 技術表示箇所 |
|---------------------------|------|--------------------|------------------------|--------|
| H 0 3 K 17/04 17/60 | | 9184-5K 9184-5K | H 0 3 K 17/04 17/60 | D |

審査請求 未請求 請求項の数14 O L (全 18 頁)

(21) 出願番号 特願平7-202991

(22) 出願日 平成7年(1995)8月9日

(71) 出願人 000003997

日産自動車株式会社
神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地

(72) 発明者 村上 善則

神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産
自動車株式会社内

(72) 発明者 大蔵 一真

神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産
自動車株式会社内

(72) 発明者 北島 康彦

神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産
自動車株式会社内

(74) 代理人 弁理士 中村 純之助 (外1名)

最終頁に続く

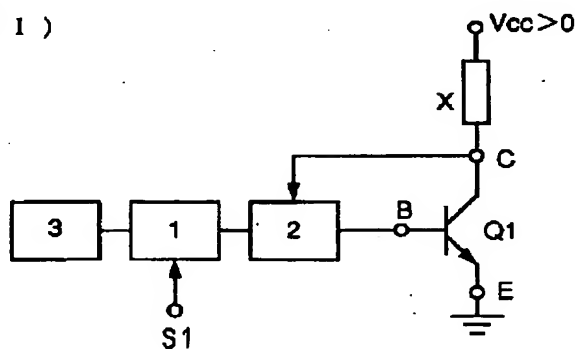
(54) 【発明の名称】 電力用バイポーラトランジスタの制御装置

(57) 【要約】

【課題】 電流や負荷の値が刻々変動する、例えばPWMインバータ回路などに使われた電力用バイポーラトランジスタにおいて、そのスイッチング時間を短縮すると共に制御電力（ベース電流）を節約する。

【解決手段】 電流制御型の電力用バイポーラトランジスタQ1へ導通と遮断のみを制御する従来の第一の制御装置1に加えて、電力用バイポーラトランジスタQ1の動作状態を検出してベース端子へ流れ込む電流の値を調節する第二の制御装置2を付加した。

(図 1)



1…第1の制御装置

2…第2の制御装置

3…電流源

Q1…電力用バイポーラトランジスタ

X…負荷

(2)

1

【特許請求の範囲】

【請求項1】主電流を流すエミッタ端子ならびにコレクタ端子と、制御電流を入力するベース端子とを少なくとも有する電力用バイポーラトランジスタに対して、外部からの第一の信号に応じて、前記ベース端子へ供給するベース電流に「導通」と「遮断」の2種類の状態を与える第一の制御装置と、

前記電力用バイポーラトランジスタの導通状態時における動作状態を検知する検知手段と、前記ベース端子へ流れ込むベース電流を通すための二つの主端子ならびに前記検知手段の検知結果に応じて前記電力用バイポーラトランジスタの動作状態を所定範囲に収めるように前記主端子間の抵抗値を調節する制御端子を有する制御用トランジスタと、を少なくとも有し、かつ、前記第一の制御装置とは独立して設けられた第二の制御装置と、を備えたことを特徴とする電力用バイポーラトランジスタの制御装置。

【請求項2】前記第二の制御装置の検知手段は、前記電力用バイポーラトランジスタの動作状態を検知する機能として、少なくとも前記コレクタ端子と前記エミッタ端子間の電位差を検知する機能を有する、ことを特徴とする請求項1に記載の電力用バイポーラトランジスタの制御装置。

【請求項3】前記第二の制御装置の検知手段は、前記電力用バイポーラトランジスタの動作状態を検知する機能として、少なくとも前記コレクタ端子もしくは前記エミッタ端子を通過する電流値を検知する機能を有する、ことを特徴とする請求項1に記載の電力用バイポーラトランジスタの制御装置。

【請求項4】前記第一の制御装置の出力端子と前記ベース端子との間に、前記制御用トランジスタが、その2つの主端子を前記ベース電流が通るように接続されている、ことを特徴とする請求項1に記載の電力用バイポーラトランジスタの制御装置。

【請求項5】前記電力用バイポーラトランジスタを導通状態とするための前記ベース電流を供給する電流源と前記第一の制御装置の入力端子との間に、前記制御用トランジスタが、その2つの主端子の間を前記ベース電流となるべき電流が通るように接続されている、ことを特徴とする請求項1に記載の電力用バイポーラトランジスタの制御装置。

【請求項6】前記制御用トランジスタの二つの主端子と並列に整流ダイオードを接続し、かつ上記整流ダイオードの極性は前記電力用バイポーラトランジスタが導通状態となるようなベース電流の向きとは逆方向にのみ電流を流す方向に接続した、ことを特徴とする請求項1に記載の電力用バイポーラトランジスタの制御装置。

【請求項7】前記制御用トランジスタの二つの主端子と並列に固定抵抗を接続した、ことを特徴とする請求項1に記載の電力用バイポーラトランジスタの制御装置。

2

【請求項8】誘導性負荷と還流ダイオードを有する負荷を駆動する前記電力用バイポーラトランジスタにおいて、

前記第二の制御装置の検知手段は、前記誘導性負荷を流れる電流を検知することにより、導通状態における前記電力用バイポーラトランジスタの主端子に流れる電流を検知する、ことを特徴とする請求項1に記載の電力用バイポーラトランジスタの制御装置。

【請求項9】前記第二の制御装置は、前記機能に加えて、第二の信号によって前記電力用バイポーラトランジスタが「導通」状態から「遮断」状態へと転じ始めるような変化を検知したときは前記制御用トランジスタの主端子間の抵抗値の状態を固定し、逆に「遮断」状態から「導通」状態へと転じる時は、前記第二の信号で前記状態を検知した他に、さらに前記コレクタ端子と前記エミッタ端子間の電位差が所定値以下になったことをも検知してはじめて前記制御用トランジスタの状態固定を解除するように構成された、ことを特徴とする請求項2に記載の電力用バイポーラトランジスタの制御装置。

【請求項10】誘導性負荷と還流ダイオードを有する負荷を駆動する前記電力用バイポーラトランジスタにおいて、

前記第二の制御装置は、前記機能に加えて、第二の信号によって前記電力用バイポーラトランジスタが「導通」状態から「遮断」状態へと転じ始めるような変化を検知したときは前記制御用トランジスタの状態を固定し、逆に「遮断」状態から「導通」状態へと転じる時は、前記電力用バイポーラトランジスタの主端子を通過する前記主電流が流れはじめ、さらに前記主電流値の、前記還流ダイオードの逆回復電流に起因する極大値を過ぎて初めて前記制御用トランジスタの状態固定を解除するように構成された、ことを特徴とする請求項3に記載の電力用バイポーラトランジスタの制御装置。

【請求項11】前記第二の信号は、前記第一の信号もしくは前記第一の制御装置の出力端子の電位もしくはこれらと挙動を同じくする信号である、ことを特徴とする請求項9または請求項10に記載の電力用バイポーラトランジスタの制御装置。

【請求項12】前記第二の信号は、前記コレクタ端子と前記エミッタ端子間の電位差である、ことを特徴とする請求項9または請求項10に記載の電力用バイポーラトランジスタの制御装置。

【請求項13】前記第二の信号として、前記ベース電流の方向が転換したことを検出してそれを用いる、ことを特徴とする請求項9または請求項10に記載の電力用バイポーラトランジスタの制御装置。

【請求項14】複数の前記電力用バイポーラトランジスタがそれぞれのコレクタ端子同士とそれぞれのエミッタ端子同士を連結しており、かつ、前記第一の制御装置は一つのみが共通に接続され、前記第二の制御装置は各電

(3)

3

力用バイポーラトランジスタにそれぞれ接続されてそれぞれのベース端子に流れる電流が個別に制御されるように接続され、

前記第二の制御装置は、前記機能に加えて、各電力用バイポーラトランジスタの主端子間に流れる電流値を検知し、これらの電流値の差異を解消するように各ベース端子に流れるベース電流を制御するように構成された、ことを特徴とする請求項1に記載の電力用バイポーラトランジスタの制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、電流制御型の電力用バイポーラトランジスタの制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】従来技術の第一として、図17に示す回路構成を紹介する。図17において、Q1は電力用のnpn型バイポーラトランジスタで、エミッタ端子は接地、コレクタ端子は負荷Xを介して正の電位に接続されている。QuとQdは、トランジスタQ1のベースへ電力を供給したり逆に引き抜いたりするためのトランジスタである。このQuとQdは相補的に構成されており、Quはpチャネル型MOSトランジスタで、そのソース端子は正電位Vpに維持されている。Qdはnチャネル型MOSトランジスタで、そのソース端子は接地(=0V)もしくは負電位Vmに維持されている。そしてQuとQdのゲート端子は図17中で、端子Gに接続され、同じ制御信号が印加されるようになっている。また、両者のドレイン端子はベース抵抗Rxを介してQ1のベース端子に接続されている。

【0003】次に、動作を説明する。ゲート端子Gに然るべき正の電位が印加されている状態では、トランジスタQuは遮断状態であり、かつトランジスタQdは導通状態となっており、トランジスタQ1のベース電位は負電位となっているので、トランジスタQ1は遮断状態である。ゲート端子Gに然るべき負の電位が印加されると、トランジスタQuは導通状態となり、逆にトランジスタQdは遮断され、トランジスタQ1のベース端子には抵抗体Rxを通して電流が供給される。このときの電流値はおおよそ V_p/R_x である。この抵抗体Rxの抵抗値は、トランジスタQ1がコレクタ定格電流を流すのに必要な最低限のベース電流の供給を受けられるよう、比較的低い値でなければならない。このようにオン・オフ2値でトランジスタを制御するような構成は、たとえば図18に示したような三相PWMインバータの構成要素であるトランジスタQ11~Q16として使用されている。

【0004】しかし、上記のような制御装置が、図18に示したような三相PWMインバータの構成要素として、例えば電気自動車の駆動回路に使用され、負荷や電流値が時々刻々変化する状況で使用される場合において

4

は、以下のような問題が生じることがある。すなわち、トランジスタに定格電流が流れるのは、自動車の走行で言えば急な登り坂での加速時などモータが最大トルクを要求されるようなごく希な場合のみであり、走行中の殆どの期間は、駆動用トランジスタには定格よりもはるかに少ない電流しか流れない。そのような状況ではベース電流は供給過多となっていて、ベース電流が無駄になるばかりでなく、電力用バイポーラトランジスタのベース領域は飽和状態となり、ターンオフ時の蓄積時間が延びてしまう。このことは結果的にPWMキャリア周波数の上限を低めてしまうか、もしくはパルス幅変調の利用率を制限してしまう、という問題点があった。そこで電力用バイポーラトランジスタを流れる主電流値に対応して適切なベース電流を供給したいという考えが自然と喚起されるが、従来はトランジスタのスイッチング速度と比較して、利用していたPWMキャリア周波数が2kHz程度と十分低かったので、あまり問題にされなかった。

【0005】しかし、このような問題を解決する方法として図19のような回路も考案されている。これは1990年10月に行われた電気学会の電子デバイス・半導体電力変換合同研究会の資料、“SITを用いたフォークリフト用コントローラ”(保田 保、吉澤 敏夫、資料番号:EDD-90-64/SPC-90-63、p.57~64)に掲載されたものである。以下、機構を説明する。図19の装置は、基本的にはチョップ方式で直流モータを駆動する装置の一部として紹介されているが、基本的には図18のような三相PWM回路におけるトランジスタと動作は殆ど同じである。図19中、SITは電流駆動型SITであり、バイポーラトランジスタと同じ動作をする。

【0006】このような回路のSITの制御において、図17のような回路を使用すると、SITを流れるドレイン電流値が低いときには大幅な蓄積時間の増加を招いてしまう。そのため図19の回路においては、SITへのチョップ信号が“オン状態”の期間、「オンゲート回路」は基本的にSITに対してゲート電流を供給するが、SITのドレイン・ソース間の電圧を検知する「VDS検知回路」からの信号が「基準電圧VDSB」より低くなると、「比較器」の出力状態が「H」となり、「オンゲート回路」に対してゲート電流の供給を停止するように働きかける。SITは少しの間ならゲート電流の供給が途絶えても蓄積している過剰キャリアによって主電流を流し続けるが、やがて過剰キャリアの減少とともにVDSは徐々に増加してくる。すると「比較器」の出力は「L」となり、「オンゲート回路」に対して再びゲート電流を流すように働きかける。

【0007】図20は、上記のゲート電流の様子とSITのドレイン・ソース間電圧VDSの挙動を示した特性図である。外部の制御装置から送られてくるチョップ信号(指令信号)がオン状態の期間、VDSはこのように一定

(4)

5

の値 V_{DSB} を中心に或る範囲に留まり、主電流の値が低いときでもSITは過飽和状態に陥ることはない。

【0008】しかし、上記のような回路構成では以下のような問題がある。第一に、パルス状とはいえゲート端子に対して大電流を印加している点である。図19の回路ではパルス電流が流れる時は必ず、コレクタが定格電流を流し得るほどの大きなゲート電流を流しているの
で、オン状態のデバイスはいつも「一旦は非常な過飽和に突入し、それから徐々に回復する」という履歴を繰り返す。そしてこの「比較器」の動作はチョップ信号機構とは独立しているの
で、もしパルス電流が流れた直後の過飽和状態のタイミングに「オフゲート回路」が作動した場合には、SITの状態は過飽和からターンオフすることになり、比較的長い蓄積時間をもってしまう。すなわち、図19のような構成では、特に低電流領域でターンオフ時の蓄積時間は不安定になる可能性がある。

【0009】第二に、「オンゲート回路」にパルス信号を送っている「比較器」のパルス振動は、SITの内部の過剰少数キャリアの寿命が「比較器」の性能に対して充分長いことを前提としている。すなわち、キャリア寿命が短いトランジスタに対しては「比較器」の振動速度が追従できるとは限らず、 V_{DS} の振幅が大きくなり、適切な制御が出来なくなる可能性がある。

【0010】さらに第三には、ドレイン・ソース間電圧を検知し、これに基づいてゲート電流を制御しようとする「比較器」が「オンゲート回路」に向けて信号を発するように構成されている。すなわち、図19で「オンゲート回路」、「オフゲート回路」と表現されているのは、単純な図17の構成にあつては模式的にトランジスタ Q_u と Q_d で表しているが、これらの構成に「新たに外部信号（図19の比較器からの信号）によってその挙動を変化させる機構」を付加する必要があることを示すものであり、このことは既存の装置の構成全体に改造の手を加えなければならないことを意味する。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】以上のように、第一の従来例のような単純な回路では、負荷の状況に応じてトランジスタのベース電流を調節するようなことはできず、トランジスタは殆どの使用条件下で過飽和状態となり、蓄積時間が延び、低電流領域においてベース電流が無駄になってしまうという問題点があった。また、第二の従来例のような構成では、負荷に応じてトランジスタの状態を調節することは可能であるが、タイミングによっては蓄積時間が不安定になる可能性があり、またどのような性質の電流制御型トランジスタにも対応するというわけにはいかず、さらに制御電流供給回路の改造が必要であった。

【0012】本発明は上記のような問題点を解決し、従来の回路にあまり手を加えない簡便な方式で、トランジスタ蓄積時間を減らし、高速スイッチングを可能にし、

6

さらに制御するトランジスタの主電流に対応して制御電流値を適切に調節することの出来る電力用バイポーラトランジスタの制御装置を実現することを目的としている。

【0013】

【課題を解決するための手段】上記の目的を達成するため、本発明においては特許請求の範囲に記載するような構成をとる。すなわち、請求項1に記載の発明においては、電力用バイポーラトランジスタを駆動する制御装置として、外部からの第一の信号によって、電力用バイポーラトランジスタのベース端子に対して導通信号（ベース電流を与える様な一定電位を与える）と遮断信号（ベース端子から電流を引き抜くような一定電位を与える）の2種類の信号を与える第一の制御装置と、電力用バイポーラトランジスタの導通状態時における動作状態を検知する検知手段と、ベース端子へ流れ込むベース電流を通すための二つの主端子ならびに検知手段の検知結果に応じて電力用バイポーラトランジスタの動作状態を所定範囲に納めるように主端子間の抵抗値を調節する制御端子を有する制御用トランジスタと、を少なくとも有し、かつ、第一の制御装置とは独立して設けられた第二の制御装置と、を有する構成とする。なお、上記の構成は、例えば、後記図1、図2に示す実施の形態に相当する。

【0014】また、請求項2に記載の発明においては、第二の制御装置が、電力用バイポーラトランジスタの動作状態を検知する機能として、少なくとも電力用バイポーラトランジスタのコレクタ端子とエミッタ端子間の電位差を検知する機能を有する構成とする。なお、上記の構成は、例えば後記図4、図5に示す実施の形態に相当する。

【0015】また、請求項3に記載の発明においては、第二の制御装置が、電力用バイポーラトランジスタの動作状態を検知する機能として、少なくともコレクタ端子もしくはエミッタ端子を通過する電流値を検知する機能を有する構成とする。なお、上記の構成は、例えば後記図11、図15に示す実施の形態に相当する。

【0016】また、請求項4に記載の発明においては、制御用トランジスタが、第一の制御装置の出力端子とベース端子との間に、ベース電流がその2つの主端子を通るように接続された構成とする。なお、上記の構成は、例えば後記図4、図5に示す実施の形態に相当する。

【0017】また、請求項5に記載の発明においては、電力用バイポーラトランジスタを導通状態とするためのベース電流を供給する電流源と第一の制御装置の入力端子との間に、制御用トランジスタが、その2つの主端子の間をベース電流となるべき電流が通るように接続されている構成とする。なお、上記の構成は、例えば後記図8に示す実施の形態に相当する。

【0018】また、請求項6に記載の発明においては、制御用トランジスタが遮断状態もしくは主端子間の抵抗

(5)

7

が高い状態のときでも迅速なベース電流引き抜きを行なうための整流ダイオードを、制御用トランジスタの二つの主端子と並列に接続し、かつ上記整流ダイオードの極性は電力用バイポーラトランジスタが導通状態となるようなベース電流の向きとは逆方向にのみ電流を流す方向に接続した構成とする。なお、上記の構成は、例えば後記図5に示す実施の形態に相当する。

【0019】また、請求項7に記載の発明においては、制御用トランジスタが遮断状態もしくは主端子間の抵抗が高い状態であるときに主端子間の抵抗値の最高値を制限するための固定抵抗を、制御用トランジスタの二つの主端子と並列に接続した構成とする。なお、上記の構成は、例えば後記図7に示す実施の形態に相当する。

【0020】また、請求項8に記載の発明においては、誘導性負荷と還流ダイオードを有する負荷を駆動する電力用バイポーラトランジスタにおいて、第二の制御装置の検知手段は、誘導性負荷を流れる電流を検知することにより、導通状態における電力用バイポーラトランジスタの主端子に流れる電流を検知するように構成する。なお、上記の構成は、例えば後記図12に示す実施の形態に相当する。

【0021】また、請求項9に記載の発明においては、第二の制御装置は、前記の機能に加えて、第二の信号によって電力用バイポーラトランジスタが「導通」状態から「遮断」状態へと転じ始めるような変化を検知したときは制御用トランジスタの主端子間の抵抗値の状態を固定し、逆に「遮断」状態から「導通」状態へと転じる時は、第二の信号で前記状態を検知した他に、さらにコレクタ端子とエミッタ端子間の電位差が所定値を以下になったことをも検知してはじめて制御用トランジスタの状態固定を解除するように構成する。なお、上記の構成は、例えば後記図9に示す実施の形態に相当する。

【0022】さらに請求項10に記載の発明においては、誘導性負荷と還流ダイオードを有する負荷を駆動する電力用バイポーラトランジスタにおいて、第二の制御装置の機能としてさらに、第二の信号によって電力用バイポーラトランジスタが「導通」状態から「遮断」状態へと転じ始めるような変化を検知したときは制御用トランジスタの状態を固定し、逆に「遮断」状態から「導通」状態へと転じる時は、電力用バイポーラトランジスタの主端子を通過する主電流が流れはじめ、さらに前記主電流値の、前記還流ダイオードの逆回復電流に起因する極大値を過ぎて初めて制御用トランジスタの状態固定を解除する機能を有する構成とする。なお、上記の構成は、例えば後記図14に示す実施の形態に相当する。

【0023】また、請求項11に記載の発明においては、第二の信号として、第一の信号もしくは第一の制御装置の出力端子の電位もしくはこれらと挙動を同じくする信号を用いるように構成する。また、請求項12に記載の発明においては、第二の信号として、コレクタ端子

8

とエミッタ端子間の電位差を用いるように構成する。また、請求項13に記載の発明においては、例えば電流検出器を用いてベース電流の方向が転換したことを検出し、それを第二の信号として用いるように構成する。

【0024】また、請求項14に記載の発明においては、複数の電力用バイポーラトランジスタがそれぞれのコレクタ端子同士とそれぞれのエミッタ端子同士を連結しており、かつ、第一の制御装置は一つのみが共通に接続され、第二の制御装置は各電力用バイポーラトランジスタにそれぞれ接続されてそれぞれのベース端子に流れる電流が個別に制御されるように接続され、第二の制御装置は、前記機能に加えて、各電力用バイポーラトランジスタの主端子間に流れる電流値を検知し、これらの電流値の差異を解消するように各ベース端子に流れるベース電流を制御するように構成する。なお、上記の構成は、例えば後記図16に示す実施の形態に相当する。

【0025】

【作用】まず、請求項1の構成において、第一の制御装置とは、前記第一の従来例に示したような、電力用バイポーラトランジスタに単純にベース電流を送ったり引き抜いたりするだけの機能を有するものであり、外部の信号発生器から信号（第一の信号）を受け取って作動している。本発明においては、このような従来の制御装置に付加して、電力用バイポーラトランジスタの動作状態を検知する検知手段と、電力用バイポーラトランジスタのベース端子へ流れ込むベース電流を適切に調節する制御用トランジスタと、から少なくとも構成される第二の制御装置を設けることにより、負荷に応じて変動する電力用バイポーラトランジスタの動作状態をきめ細かく制御できるように構成したものである。

【0026】また、請求項2においては、第二の制御装置が検知するトランジスタの動作状態を具体的に示したものであり、動作状態として電力用バイポーラトランジスタのコレクタ電位を検知するものである。ここで電力用バイポーラトランジスタとしてnpn型バイポーラトランジスタを例にとると、その導通状態においてコレクタ電位が或る条件より低いということはトランジスタが飽和状態にあるということであり、ベース電流の供給過剰を意味する。このような動作状態は、非効率的であるばかりか、過剰なキャリアの蓄積によってターンオフ時の蓄積時間が長くなってしまふ。したがってこのような動作状態の場合には、第二の制御装置はベース電流を絞るように電流に対して作用する。また、コレクタ電位が或る条件より高ければ、電力用バイポーラトランジスタの主端子間の抵抗が高いということであり、電力用バイポーラトランジスタの発熱を招く。したがって、このような動作状態の場合には、第二の制御装置はベース電流を増やすように作用する。第二の制御装置がベース電流に対してこのような作用を及ぼすことにより、電力用バイポーラトランジスタのコレクタ電位は一定の範囲内に

9

収束するように制御される。

【0027】また、電力用バイポーラトランジスタが遮断状態のときは、そのコレクタ・エミッタ間電圧は電源電圧程度に高くなっているため、上記の論理によれば第二の制御装置はベース電流をできるだけ低損失で流す状態になる。よって第一の制御装置が「遮断状態」から「導通状態」へ転じてベース電流を供給し始めたときには、大きな値のベース電流が電力用バイポーラトランジスタへ供給される条件となっており、ターンオンが迅速に行われる。

【0028】また、第一の制御装置が「導通」状態から「遮断」状態へ転じたとき、第一の制御装置は電力用バイポーラトランジスタからベース電流を引き抜くように働きかけるが、コレクタ電位が上昇すると第二の制御装置はベース電流を低損失で流すように作用するので、直前の導通状態でベース電流が制限されていても、ベース電流の引き抜きは速やかに行われ、ターンオフは迅速に進行する。

【0029】さらに、この電力用バイポーラトランジスタがPWMインバータの構成要素としてモータなどの誘導負荷を駆動しているような場合、該トランジスタは導通状態なのであるが、コレクタ電位が負になっていて実質上、該トランジスタが機能していない期間というものがある。このような時、従来はベース電流が無駄に流れていたが、上記の仕組みによればコレクタ電位が電源電圧より負であるということは「一定の値（正）より低い」ということであるから第二の制御装置はできるだけベース電流を流さないように作用する、すなわち第一の制御装置が流そうとするベース電流は遮断され、この間のベース駆動電力は節約されることになる。

【0030】また、請求項3の構成においては、第二の制御装置が検知する電力用バイポーラトランジスタの状態としてコレクタ電流値もしくはエミッタ電流値を検知する。トランジスタが導通状態にあるとき、これらのいずれかの電流値と、さらにトランジスタの特性が判っていれば、しかるべき演算によって適切なベース電流値を決定し、電力用バイポーラトランジスタに対して供給できる。

【0031】また、請求項4の構成においては、制御用トランジスタが第一の制御装置の出力端子と電力用バイポーラトランジスタのベース端子との間に、ベース電流がその2つの主端子を通るように接続されていることで、電力用バイポーラトランジスタのベース電流を調節するものである。

【0032】また、請求項5においては、制御用トランジスタが、電力用バイポーラトランジスタにベース電流を供給する電流源と第一の制御装置の入力端子との間に、接続されていることにより、ベース電流を調節するように構成されている。

【0033】また、請求項6においては、導通状態にお

(6)

10

けるコレクタ電流が低く、それに伴ってベース電流が小さく抑えられている状態からターンオフするとき、今までベース電流を制御すべく高抵抗状態になっていた制御用トランジスタがターンオフに伴うベース電流の引き抜きを阻害しないように、制御用トランジスタに並列に接続されたダイオードによってベース端子から引き抜かれるベース電流を低抵抗で流すように構成したものである。

【0034】また、請求項7に記載の構成においては、電力用バイポーラトランジスタに要求されるコレクタ電流が小さくなり、それに伴って必要なベース電流も小さくなったとき、これを制御する制御用トランジスタの状態が不安定となり、電力用バイポーラトランジスタが誤動作しやすくなるのを防ぐため、制御用トランジスタと並列に高抵抗体を接続することにより、電力用バイポーラトランジスタに対して最低限のベース電流を保証し、動作を安定させるものである。

【0035】また、請求項8は、電力用バイポーラトランジスタが誘導性負荷と還流ダイオードとを駆動する場合の例である。例えば請求項3に示したような電力用バイポーラトランジスタのコレクタ電流を検知してベース電流を適宜調節する構成においては、コレクタ電流を多く流すためにはベース電流も多く必要であり、逆にコレクタ電流が小さくなればベース電流も少なくて済む。しかるにこれだけの構成では電力用バイポーラトランジスタは「遮断状態」においてはベース電流がゼロであるから、そこから「導通状態」へ移行することが出来ない。導通状態への移行を可能にするためには、たとえば請求項7に記載したような方法によって解決するが、電力用バイポーラトランジスタが誘導性負荷と還流ダイオードとを駆動するような構成の場合には、電力用バイポーラトランジスタが遮断状態の時も負荷には還流ダイオードによって或る程度の電流が流れているから、この電流を検知する。電力用バイポーラトランジスタが導通状態の時は、負荷を流れる電流は電力用バイポーラトランジスタを流れる電流と等価である。遮断状態から導通状態へ移行する際、この電流を参照してベース電流を決定すると、通常のパルス駆動ではターンオン時に適切なベース電流を供給することが出来る。

【0036】また、請求項9に記載の構成においては、第二の制御装置の機能としてさらに、第二の信号（この内容は請求項11～13に例示）によって電力用バイポーラトランジスタが「導通」状態から「遮断」状態へと転じ始めるような変化を検知したときは制御用トランジスタの主端子間の抵抗値の状態を固定するようにする。このようにすると、次のターンオン時には最初からほぼ適切な量のベース電流が供給できる。逆に「遮断」状態から「導通」状態へと転じる時は、しばらくこの状態固定を維持しておき、コレクタ電位が然るべき値を下回ったことを検知してはじめて制御用トランジスタの状態固

(7)

11

定を解除する。これにより電力用バイポーラトランジスタは途中で過大なベース電流を供給される事なく、迅速に適切なベース電流値を供給される状態となる。

【0037】また、請求項10に記載の構成においては、誘導性負荷と還流ダイオードを有する負荷を駆動する前記電力用バイポーラトランジスタにおいて、第二の制御装置の機能としてさらに、第二の信号によって電力用バイポーラトランジスタが「導通」状態から「遮断」状態へと転じ始めるような変化を検知したときは制御用トランジスタの状態を固定するようにする。これにより次の導通状態の初期には、電力用バイポーラトランジスタは初めから適切な値のベース電流を供給される事になる。逆に「遮断」状態から「導通」状態へと転じる時は、電力用バイポーラトランジスタの主端子を通過する主電流が流れはじめ、さらに前記主電流値の、前記還流ダイオードの逆回復電流に起因する極大値を過ぎて初めて制御用トランジスタの状態固定を解除する。このような動作により、電力用バイポーラトランジスタは導通の初期から適切なベース電流の供給を迅速に受けることができる。

【0038】また、請求項11～13は前記第二の信号の例を示したものであり、請求項11では、前記第二の信号として、第一の信号もしくは第一の制御装置の出力端子の電位もしくはこれらと挙動を同じくする信号を用いるものである。これにより比較的簡便にターンオンのタイミングを知ることが出来る。

【0039】また、請求項12においては、第二の信号としてコレクタ電位を利用する。コレクタ電位は第二の制御装置の制御に使っているが、第一の制御装置がベース電流の供給を止めたときは、電力用バイポーラトランジスタのコレクタ電位は第二の制御装置の状態にかかわらず上昇する。よって、第二の制御装置がその範囲におさめようとしているコレクタ電位の範囲を明らかに逸脱して上昇したことをターンオフ動作をする契機として用いることが出来る。

【0040】また、請求項13においては、第二の信号として、例えば電流検出器を用いてベース電流の方向が逆転したことを検出して用いるものである。第一の制御装置が遮断状態へ移行すると、制御用トランジスタを流れるベース電流の方向は逆転するので、これをターンオフ動作の契機とすることができる。

【0041】また、請求項14においては、複数の電力用バイポーラトランジスタのベース端子以外が並列接続（それぞれのコレクタ端子同士とそれぞれのエミッタ端子同士が接続）され、第一の制御装置は一つのみが共通に接続され、第二の制御装置は各電力用バイポーラトランジスタ毎にそれぞれ接続されており、各電力用バイポーラトランジスタの主端子間に流れる電流値を検知し、これらの電流値の差異を解消するように各ベース電流を制御することにより、各電力用バイポーラトランジスタ

12

の熱的不均衡を防ぐように構成したものである。

【0042】

【発明の実施の形態】以下、本発明を実施の形態に基づいて詳細に説明する。図1ならびに図2は本発明の概念を説明する回路の基本ブロック図であり、前記請求項1に対応するものである。図1および図2において、Q1は制御される電力用バイポーラトランジスタ（以下、単にトランジスタと記す）であり、ここではnpn型バイポーラトランジスタを例にとって説明する。EはトランジスタQ1のエミッタ端子で、ここでは接地（=0V）されている。Cはコレクタ端子で、負荷Xを介して正の電圧源Vccに接続されている。Bはベース端子である。さらに1は第一の制御装置、2は第二の制御装置、3はベース電流を供給する電源である。これらを結ぶ線はベース電流の流れを示している。このように電源3から出たベース電流は第一の制御装置1と第二の制御装置2とを経てトランジスタQ1へと供給される。また、図2（第2の実施の形態）に示すように第一の制御装置と第二の制御装置の順番が逆になっていてもよい。

【0043】ここで「第一の制御装置1」とは、トランジスタQ1のような電流制御型トランジスタを駆動する際に従来から用いられてきた制御装置である。すなわち、より具体的には前記図17におけるトランジスタQu、Qdならびにこれにつながる電源などによって構成されるもので、外部の信号生成装置からの信号を受け取って、ベース端子Bに対して導通信号（すなわちここではベース電流を与える様な正の電位）と遮断信号（すなわちここでは前記ベース端子から電流を引き抜くような負もしくはゼロ電位）の2種類の信号を与えるのみの機能を有するものである。また、第一の制御装置1へ与えられる信号S1は、その外部の信号生成装置から送られてくる信号（第一の信号）を意味している。

【0044】また第二の制御装置2とは、第一の制御装置1からトランジスタQ1へ供給される電流の途中に介在し、少なくともトランジスタQ1が導通している時、そのトランジスタの動作状態を検知し、それによって第一の制御装置1からトランジスタQ1へ与えられるベース電流を適切に調節する装置である。ここで「トランジスタQ1の動作状態」とはコレクタ電流値、コレクタ電圧値、ベース電流値、ベース電流値、温度などのことである。

【0045】ちなみに、バイポーラトランジスタの電流・電圧特性は図3に示すようになる。トランジスタの導通状態において、ベース電流が過剰であると、トランジスタの動作点は図3中の点Aのように電流値が電圧に比例してほぼ直線的に増加している所謂「飽和領域」に入り、Vce（コレクタ端子Cとエミッタ端子E間の電位差で、以下、単にコレクタ電位と呼ぶ）は低く、定損失で電流を流せる。しかし、あまり高いベース電流値を印加しても、その割にはVceは下らず非効率的であり、

(8)

13

さらにトランジスタQ1内に少数キャリアが過剰に存在することになり、ターンオフの際にこれが排除される時間すなわち「蓄積時間」が長くなってしまふ。すなわち、トランジスタを飽和領域へ振り込んで使うことは、ターンオフ時間の増加を招き、スイッチング周波数を低めることになる。逆にベース電流が少ないとトランジスタの動作点は図3中の点Cのような所謂「活性領域」

(もしくは疑似飽和領域)に入り、少数キャリアの蓄積は少なくなりスイッチングは速くなる。しかし、一方で V_{CE} が急激に増加してトランジスタ内で消費されるエネルギーが増加し、トランジスタが過熱してしまうという欠点を持つ。そこで、トランジスタの動作点は図3中の点Bのように飽和領域と活性領域(もしくは疑似飽和領域)の境目あたりになるように制御するのが望ましい。

【0046】図4は、図1に示したブロック図に相当する第1の実施の形態の回路図であり、請求項2、4、6に対応する。この構成では、第二の制御装置2として、低耐圧パワーMOSトランジスタ(以下、これを制御用トランジスタQ2と記す)を用いた例を示している。トランジスタQ2はたとえばデプリーション型nチャンネルMOSトランジスタであり、そのゲート端子がトランジスタQ1のコレクタ端子Cとつながっている。なお、D1はダイオードであり、ここでは制御用トランジスタQ2として使ったパワーMOSトランジスタの寄生ダイオードである。なお、寄生ダイオードを持たないような制御用トランジスタQ2を用い、別個のダイオードをそれと並列に接続して用いてもよい。また、抵抗 R_p とツェナダイオードZ1は本発明とは直接関係ないが、制御用トランジスタQ2のゲートを保護する機構として模式的に挿入したもので、 R_p はたとえば1M Ω 程度の高抵抗、Z1のツェナ耐圧は数V程度である。すなわち、トランジスタQ1のコレクタ電位が1~2V程度なら、制御用トランジスタQ2のゲート端子にはコレクタ電位が直接伝わるが、コレクタ電位がツェナダイオードZ1の耐圧を越えるとQ2のゲートに加わる電圧はツェナダイオードZ1の耐圧でクランプされて、トランジスタQ2のゲートが破壊されない仕組みになっている。また、トランジスタQuとQdからなる回路の部分が第1の制御装置1に相当し、そのゲート端子Gに外部から与えられる信号がS1となる。また、 V_p がベース電流を供給する電源3に相当する。

【0047】以下、図4の回路の動作を説明する。まず導通状態においては、トランジスタQ1のコレクタ電位は、たとえば0.5V程度であり、これにより制御用トランジスタQ2のチャンネルは一定のベース電流を流す状態になっている。ここで仮に負荷Xの状態が変動してコレクタ電位が僅かに上昇したとすると、これに従って制御用トランジスタQ2のチャンネルは開く方向へ向かう。するとトランジスタQ1へはベース電流がより多く供給されることになり、コレクタ電位は低下する。ま

14

た、逆に負荷Xの状態変化によってコレクタ電位が僅かに低下したとすると、今度は制御用トランジスタQ2のチャンネルは絞られ、ベース電流の供給が減少する。するとコレクタ電位は上昇することになる。このような制御用トランジスタQ2の動作からトランジスタQ1のコレクタ電位は、導通状態においては、或る一定の条件内でバランスすることになる。

【0048】次に、ターンオフ過程であるが、第一の制御装置1が遮断信号として、ベース端子から過剰なキャリアを引き抜くように働き始めると、その電流は制御用トランジスタQ2を逆に流れる。そしてトランジスタQ1のコレクタ電位が上昇し始めると、制御用トランジスタQ2はより電流を通しやす状態へと変化するので、ターンオフは迅速に進行する。また図4中、D1のようにダイオードが接続されていると、電流の引き抜きはさらに迅速となる。すなわち、トランジスタQ1の直前の導通状態によっては主電流の値が低く、よって図3のIB3のようにベース電流が制御用トランジスタQ2のチャンネルによって絞られている場合もある。ターンオフの初期のいわゆる「蓄積時間」の期間においては、電流はベース端子から引き抜かれるが、コレクタ電位は殆ど変化しない。よってこの期間、制御用トランジスタQ2の状態はベース電流を流しにくいままに留まっているが、そのことに関係なく、ベース電流はこのダイオードD1を通して迅速に引き抜かれる。やがて電力用バイポーラトランジスタのベース端子からの電流引き抜きは終了し、コレクタ電流は収束し、「遮断状態」へ移行する。

【0049】遮断状態では、コレクタ電圧は高い正電位 V_c になっている。よって制御用トランジスタQ2のゲート端子にはクランプされた正電位が印加されていて、チャンネルは全開状態となっている。よって、第一の制御装置1が導通信号としてベース電流を流してくると、制御用トランジスタQ2は低い抵抗でこれをトランジスタQ1のベース端子へ通し、迅速なターンオンが可能となる。このように、導通状態においては負荷などの状況に応じてベース電流を適切に制御できるが、固定抵抗による制御とちがい、ターンオフならびにターンオンの時にはこの制御が邪魔にならず、トランジスタQ1のスイッチング速度は早くなる。

【0050】上記のように、図4に示す実施の形態の効果は、第一に変動するコレクタ電流に見合った適切なベース電流の供給が可能なことであり、その結果、トランジスタQ1は過飽和状態になってターンオフ時間を増長させることもなく、ベース電流の供給不足でトランジスタが過熱することもない。また、ベース電流を引き抜く際、従来例のような固定抵抗制御では電力が無駄になっていたが、本実施の形態ではスイッチングの際は制御用トランジスタQ2が低抵抗となるため、この間の電力が節約でき、放熱設備も軽減できる。

【0051】ここで、トランジスタQ1の電流・電圧特

15

性曲線上の動作点について説明する。制御用トランジスタQ2のソース端子の電位はトランジスタQ1のベース・エミッタ間電圧に依存しており、ベース電流が流れることによって変動するため、コレクタ電流に応じてコレクタ電位が落ち着く値が変動する。その値はコレクタ電流値が低くなるにつれて低くなる傾向にある。

【0052】上記の動作について簡単な概算を示す。まずトランジスタQ1の電圧・電流特性曲線は図3に示すようなものである。トランジスタQ1が導通状態であるときの動作点は、例えば0.5V前後といった比較的低い値である。今、負荷Xがモータのコイルのように誘導性であるとする、トランジスタQ1を流れる電流はベース電流によらず図3のように一定値を取ろうとする。コレクタ電流が I_C 一定とすると、ベース電流 I_B が小さいときはコレクタ電位 V_{CE} が高くなり、ベース電流が大きければコレクタ電位が小さくなる。この関係はを大略、下記(数1)式に示すようになる。

$$【0053】 I_C = \alpha I_B \cdot V_{CE} \quad \dots (数1)$$

ただし、 α ：定数

さらにベース電流 I_B とベース・エミッタ間電圧 V_{BE} はダイオード特性の関係にあるが、これも大略、下記(数2)式に示すようになる。

$$【0054】 I_B = \beta V_{BE} \quad \dots (数2)$$

ただし、 β ：導電率にあたる定数

そして、制御用トランジスタQ2における電流・電圧特性は、やはり或る点でしきい値を持ちながらゲート電圧が上昇すると電流値が増加する関係にあるから、これも大略、下記(数3)式に示すようになる。

$$【0055】 I_B = \gamma (V_{CE} - V_{BE}) \quad \dots (数3)$$

ただし、 γ ：伝達係数に相当する定数

これらの式を総合して V_{CE} と I_C の関係式を出すと、下記(数4)式に示すようになる。

【0056】

【数4】

$$I_C = \frac{\alpha \beta \gamma}{\beta + \gamma} V_{CE}^2 \quad \dots (数4)$$

【0057】すなわち、上記のような特性を持つトランジスタQ1とQ2を用いた場合、 V_{CE} は I_C に応じて図3中の破線のような点に落ち着くことになる。この傾向は、上記(数1)～(数3)式にさらに厳密な式を用いても、また誘導性負荷を抵抗性負荷に変えても、概略同じである。すなわち、トランジスタの飽和領域と活性領域(もしくは疑似飽和領域)との境界線はコレクタ電位にはほぼ比例的であるから、たとえばコレクタ電流の定格値を流したときに V_{CE} がちょうど図3中の点Bのような位置にくるように調節しておけば、コレクタ電流がそれ以下の如何なる値を取っても、トランジスタは過剰な飽和領域に入ることはないことになる。

【0058】また、本発明がPWMインバータを構成す

(9)

16

るトランジスタを駆動する回路として用いられ、負荷Xがモータやコイルなど誘導性成分を有する場合においては、「制御回路からはオン信号が出ているにも関わらず、 V_{CE} が負になつて実質上トランジスタQ1が機能していない期間」が存在する。従来の方では、この期間もベース電流はトランジスタQ1に供給されていて、無駄になっていた。しかし、本発明の場合、 V_{CE} が所定の値より低い場合は制御用トランジスタQ2を流れる電流を絞る方向であるから、 V_{CE} が負であるということは制御用トランジスタQ2はベース電流を遮断する状態になっていて、このような期間は第一の制御装置1がベース電流を流そうとしても、第二の制御装置2がこれを遮断してベース電流は節約される。

【0059】また、このように第二の制御装置2の動作は、第一の制御装置1の動作に何ら影響を与えることもなく、また装置の改造を加える必要もないので、第二の制御装置2は従来の第一の制御装置1の回路に簡単に付加してシステムの性能を向上させることが出来る利便性がある。さらに、本発明は前記第二の従来例のようにベース電流をチョップ制御することはないので、制御するトランジスタのキャリア寿命などの特性にも関係なく制御できるし、また、ターンオフ時の蓄積時間が不安定になるという事態を生じることもない。

【0060】次に、図5は、図1に示したブロック図に相当する第1の実施の形態の他の回路図であり、前記図4の制御をさらに繊細に行うために演算増幅回路Aを付加した構成である。この演算増幅回路Aの付加により、下記のごとく図4の回路よりさらに繊細な制御が可能となる。また、たとえば制御用トランジスタQ2として図4ではデブリーション型トランジスタを使っていたが、この構成によれば一般的なエンハンスメント型トランジスタを使うことも、また場合によってはp型MOSトランジスタを使うことも、JFETを使うことも、場合によってはバイポーラトランジスタを使うことも可能である。

【0061】図5の演算増幅回路Aには、V1としてトランジスタQ1のエミッタ電位が、また基準電位をV2として入力し、V2の値を調節することにより、任意のコレクタ電位 V_{CE} を設定することも可能である。また、さらに演算増幅回路Aに、さらにトランジスタQ1のベース電位も検出する機能を追加してきめ細やかな演算を行えば、動作点におけるコレクタ電位を一定とすることも出来る。

【0062】ここで、このようにオン状態におけるコレクタ電位を一定値に保った制御を行った場合の、前記図18のような交流モータを駆動するPWMインバータのトランジスタを駆動したときの効果について概説する。本発明はたとえば電気自動車の駆動モータを制御する電力用トランジスタなどに有効である。自動車の一般的な走行パターンを調べてみると、駆動系が最大トルクを必

(10)

17

要とする期間は、例えば急加速時や急な登坂の走行など全体の走行環境からすれば比較的稀な条件でしかなく、ほとんどの市街地走行において必要なトルクは最大トルクの $1/2$ 以下で済んでしまうし、一定速度で走行している場合はせいぜい最大値の $1/10$ 程度でよい。そして、PWMインバータによって交流モータを駆動する電気自動車の場合、モータに流れる電流はモータの発生トルクにほぼ比例しているので、電気自動車に搭載されたPWMインバータを構成しているトランジスタにも、コレクタ定格電流が流れるのは稀なことで、大抵は定格の $1/2$ 以下の電流しか流れないということになる。

【0063】もし、前記図17のような抵抗制御型であれば、図17中の抵抗 R_x の値は、制御系の正電位 V_p を5V、トランジスタQ1のベース・エミッタ間接合の順バイアスで消費される電圧を約1Vとすると、100Aのベース電流を流すために 0.04Ω 〔 $=(5-1)/1000$ 〕としなければならない。そして、5Vの正電位から接地された電力用トランジスタのエミッタ端子まで100Aの電流が流れることから、ベース電流が流れることによって発生する損失 W_B は、コレクタ電流値が1000Aでも100Aでも関係なく500Wとなる。ちなみにコレクタ電流が1000A流れて $V_{ce}=0.3$ Vであれば、それによる発熱は、最大でも $0.3V \times 1000A = 300W$ にしかならず、従来例の手法では制御系からの発熱の方がトランジスタQ1中の主電流の導通損失より上回ってしまう。

【0064】一方、本発明の制御によればベース電流 I_B とコレクタ電流 I_C との関係は、図6に対応するトランジスタQ1のコレクタ定格電流を1000Aとすると、下記(数5)式で示される。

$$I_B = 10^{-4} \times I_C^2 \quad \dots (数5)$$

したがって、コレクタに定格電流である1000Aが流れるときにはベース電流は同じ100Aで、上記損失 W_B も同じ500Wであるが、コレクタ電流値が低下するにしたがってこれは急激に減少する。たとえばコレクタ電流が定格の半分の500Aであれば、そのとき必要なベース電流は25Aであり、上記 W_B は上記の $1/4$ の125Wで済む。さらにコレクタ電流が定格の $1/10$ しか流れない市街地定速走行時には、制御用トランジスタQ2などからの発熱はせいぜい5W程度という計算になる。また、モータがトランジスタの定格電流を要求する場合でも、本発明の方式を使ってPWM制御を行い、モータに正弦波状の電流を流す場合を計算すると、平均の損失は従来例の場合の半分で済む。

【0065】このように、本発明は、特に電気自動車のように負荷の値やモータに流れる電流値が時々刻々と変化し、さらには最大定格電流が要求されることが稀な環境において、トランジスタとその制御系からの発熱を抑え、エネルギーの節約と制御系回路からの放熱装置の軽減にも貢献することが出来るものである。

18

【0066】次に、図7は、図1に示したブロック図に相当する第1の実施の形態のさらに他の回路図であり、前記請求項7に対応する。図7の回路は、制御用トランジスタQ2と並列に高抵抗 R_3 を接続したものである。コレクタ電流値が低い条件では、要求されるベース電流値が低くなって制御用トランジスタQ2がしきい値に近づき、 V_{CE} のわずかな変動によってはコレクタ電流が意図せずに間欠的に流れてしまう可能性もある。そこで、抵抗 R_3 を並列接続しておくことで最低限のベース電流を保証し、コレクタ電流が間欠的に流れてしまうことを防止する。この抵抗 R_3 の値は、たとえばコレクタ電流の最低値が定格の $1/1000$ 、すなわち前記(数5)式においては $I_C=0.1$ Aが流れるときのベース電流 $10\mu A$ を保証するために、前記 V_p が+5Vとすれば500k Ω 程度に設定すればよい。もちろん、制御用トランジスタQ2として遮断時にも漏れ電流の多い特殊なトランジスタを用いてもよい。

【0067】次に、図8は、図2に示したブロック図に相当する第2の実施の形態の回路図であり、前記請求項5に対応するものである。図8の回路は、制御用トランジスタQ2が第一の制御装置1とその電源3との間に介在している構成である。このような構成とすることにより、トランジスタQ1の導通時にはこれまでの実施の形態と同様に、制御用トランジスタQ2によってベース電流は制御されるが、ターンオフ時にはベース端子から引き抜く電流が制御用トランジスタQ2を介さずに流れるため、たとえ制御用トランジスタQ2にダイオードを並列に接続しなくても、またそのような寄生ダイオードを持たないトランジスタを用いても、迅速なターンオフが可能となる。

【0068】次に、図9は、本発明の第3の実施の形態を示す回路図であり、前記請求項9に対応する。これまで説明した一連の構成では、ターンオン時には制御用トランジスタQ2は全開状態となっていて、迅速にベース電流をトランジスタQ1に供給するようになっている。しかし、これではターンオンの初期には過剰なベース電流が供給されてしまい、導通状態の期間が短くてターンオン直後にターンオフするような場合、トランジスタQ1は過飽和状態から脱却するのに時間を要してしまう。このような状況は特に要求されるコレクタ電流値が低い場合に顕著になるものと予想される。このような事態に対応するため、図9の回路では、前記図5に加えてさらに制御用トランジスタQ3、Q4をつけ加えた。

【0069】構造を説明する。制御用トランジスタQ3は制御用トランジスタQ2のゲート端子と演算増幅回路Aの出力端子との間に介在する。さらに制御用トランジスタQ3のゲート端子はデブリーション型pチャネルMOSトランジスタQ4を介して図9中の端子 G' に接続されている。この端子 G' には第二の信号S2が入力する。このMOSトランジスタQ4は図示の方向に寄生ダ

(11)

19

イオードD 2を持っている。そして制御用トランジスタQ 4の制御端子は図示のようにコレクタ電位が低電位の時はこれに連動するように接続されている。

【0070】次に、この回路の動作を説明する前に、負荷を流れる電流の挙動について述べる。この発明で対象としているトランジスタQ 1は、図9のようにコイルL 1とダイオードD 3からなる負荷を駆動している。ここでコイルL 1は直流モータもしくは交流モータを等価的に表しているとしてもよい。一方、図10は、図9の回路における負荷であるコイルL 1を流れる電流の様子を示したものである。すなわち図10中で、“ON”と示した期間はトランジスタQ 1が「導通」状態にある期間で、負荷を流れる電流は電源から供給されて徐々に電流値を増してゆく。そして“OFF”と示した期間は、トランジスタQ 1が「遮断」状態にある期間で、この間、コイルL 1を流れる電流はダイオードD 3を通して還流しており、その回路の内部抵抗により徐々に電流値は低下している。

【0071】上記の説明に基づいて、図9の動作を説明する。第一の制御装置1が「導通」状態であるとき、他の制御用トランジスタQ 2、Q 3、Q 4はどれも「導通」状態である。トランジスタQ 1が導通状態を持続すると誘導性負荷の性質上、コレクタ電流値は徐々に上昇してゆく。そして、電流値が図10中の点Aのような状態になった時点で、第一の制御装置1は外部信号を受けて遮断状態へ移行を始めるとする。この時、同時にこの外部信号とほぼ挙動と同じくする「第二の信号」によって制御用トランジスタQ 3の制御端子の電位を正から負へ転じて制御用トランジスタQ 3を遮断状態にする。この時、制御用トランジスタQ 3の遮断は制御用トランジスタQ 4の状態によらず、制御用トランジスタQ 3のゲートは制御用トランジスタQ 4の寄生ダイオードD 2によって電荷が引き抜かれて遮断状態となる。すると制御用トランジスタQ 2のゲート中の電荷は保持されるので、制御用トランジスタQ 2の主端子間の抵抗値はほぼ固定される。トランジスタQ 1のベースにある過剰キャリアは、主に制御用トランジスタQ 2の寄生ダイオードD 1を介して引き抜かれるので、たとえ制御用トランジスタQ 2の抵抗が高くても問題ない。やがてトランジスタQ 1のコレクタ電位は上昇しはじめ、そこで初めて制御用トランジスタQ 4の制御端子は正の高電位となり、制御用トランジスタQ 4は遮断状態となる。

【0072】そして次に、外部信号（第一の信号S 1）によって「導通」状態へ転じた時、制御用トランジスタQ 2は以前とほぼ同じ抵抗値でベース電流を供給するので、トランジスタQ 1は過飽和状態には突入せずに済む。しかし、この制御用トランジスタQ 2の固定された状態は、トランジスタQ 1のコレクタ電位が動作点付近まで下がってくるまで変化してもらっては困る。そこで、制御用トランジスタQ 3を駆動する第二の信号S 2

20

が「導通」信号を送ってきても、コレクタ電位が低下してくるまでは実際に制御用トランジスタQ 3が導通しないようにするため制御用トランジスタQ 4を設けている。すなわちコレクタ電圧が充分下がったところで初めて制御用トランジスタQ 4が「導通」状態となり、制御用トランジスタQ 3のゲートは信号を受け取り、制御用トランジスタQ 2は演算増幅回路Aの制御を受けることになる。

【0073】この第二の信号S 2であるが、ひとつの方法としては「第一の制御装置」を駆動している第一の信号S 1を用いることもできる。また、図9中にFで示した第一の制御装置1の出力端子の電位に接続してもよい。さらに、たとえばコレクタ電圧はベース電流の制御に使う場合もあるが、たとえば単体トランジスタの場合ならその範囲はせいぜい1V以下である。よってコレクタ電圧が数Vを越えたことをトリガとして制御用トランジスタQ 4を駆動してもよい。また、第一の制御装置1が遮断状態へ移行すればベース電流の方向が瞬時に逆転する。したがって、電流検知器などによりベース電流の方向が逆転したことを検知して、これをトリガとして使うこともできる。

【0074】図9に示す構成で、たとえば図18のモータのような誘導負荷を駆動する場合、トランジスタQ 1はターンオンの際、最初に流すべき電流は図10中の点Bのような電流値であり、これは必ず点Aすなわち前回のターンオフ直前の値より低い。よってターンオンの際には必要なベース電流より少しだけ多い電流が供給されることになる。しかし、それはこれまでの実施の形態で説明したような殆ど最大電流に近い電流ではなく、ほど良く高い電流値なので、トランジスタQ 1はターンオンの際にひどい過飽和状態に突入することではなく、せいぜいターンオンを速める程度にとどまる大きさのベース電流が供給され、ターンオフ時の蓄積時間を増大せしめることはない。

【0075】次に、図11は、本発明の第4の実施の形態の回路図であり、前記請求項3に対応する。図11において、Hはコレクタ電流を検出する電流検出器であり、たとえばコイルによる電流検出装置やホール素子を用いた電流検出装置である。ここではトランジスタQ 1の動作状態としてコレクタ電流値を用いている。なお、電流検出の場所はエミッタ端子でもよい。このようにする事によりコレクタ・エミッタ間電圧の差によって電流値が大きく変動する特性をもつトランジスタの制御に有効である。演算増幅回路Aは、あらかじめコレクタ電流値に対応した適切なベース電流を流すように調整されている。その機構は、例えば前記（数5）式に記載するような式でベース電流を計算し、これに見合った制御を行うように制御用トランジスタQ 2へ信号を出力するものである。たとえば、あらかじめ常温におけるコレクタ電流対ベース電流の関係を設定しておいても、温度が上昇

(12)

21

すると電流増幅率は向上する方向であるから、コレクタ電流値のみを検知してベース電流を設定してもトランジスタQ1は飽和の方向へシフトすることはあっても、ベース電流不足でコレクタ電位が大幅に増加して過熱の方向へ進むことはない。

【0076】しかし、このような構成では、コレクタ電流が大きいときは、制御用トランジスタQ2はベース電流を低損失で流すようにし、コレクタ電流が小さいときはそれに応じてベース電流を流さないようにベース電流に対して作用するので、電力用トランジスタQ1が遮断状態から導通状態に転じるとき、初めからベース電流が流れないことになってしまう。これは例えば前記図7のようにベース電流の最低値を保証しておく方法でも回避できるが、その他、たとえば電力用トランジスタQ1が誘導負荷と整流ダイオードからなる負荷を駆動しているときには、さらに有効で簡便な手段がある。すなわち、図12の回路構成のように、誘導負荷に流れる電流値を検知する方法で、これは前記請求項8に対応するものである。ここで、誘導負荷は直流モータもしくは交流モータを等価的に表している。また、このような電流検知は何も難しいことはなく、たとえばトランジスタQ1が前記図18のPWMインバータの構成におけるトランジスタQ11もしくはQ14であるとすれば、モータへの出力線Uを流れる電流値を検知すればよい。

【0077】図12の回路における負荷を流れる電流の様子は、前記図10と同じである。すなわち図10中で、“ON”と示した期間はトランジスタQ1が「導通」状態にある期間で、負荷を流れる電流は電源から供給されて徐々に電流値を増してゆく。この間、電流検出器HはトランジスタQ1のコレクタ電流値を検出していることになる。そして“OFF”と示した期間は、トランジスタQ1が「遮断」状態にある期間で、この間、コイルL1を流れる電流はダイオードD3通って還流しており、その回路の内部抵抗により徐々に電流値は低下している。電流検出器Hはこの間、ダイオードを介した還流電流を検知している。そして、図10中の点Bにおける電流値はトランジスタQ1の状態が「遮断」から「導通」に転じるときの電流値であるが、図12の構成ではターンオンの時、電流検出器Hがターンオン直後にトランジスタQ1に流れるべき電流値を知ることが出来るので、第二の制御装置2はこれもとにベース電流値を制御することができ、迅速なターンオンが実現できる。但し、この方法では、 V_{CE} が負となるような条件においても、検出している電流は正方向なので、トランジスタQ2はベース電流を通してしまい、このままではこの期間のベース電力を節約する機能はない。

【0078】次に、図13は、本発明の他の実施の形態を示す回路図である。この回路は、トランジスタQ1として、2種類のエミッタ端子を持つものを用いた例である。これは所謂センス端子付きトランジスタである。す

22

なわち、第二のエミッタ端子E'とは、チップ上の構造は主トランジスタと一緒にあって、その面積のたとえば $1/10000$ を別端子として分けたものである。よって、主たる第一のエミッタ端子Eに1000Aが流れれば、第二のエミッタ端子E'にはこれに比例して0.1Aの電流が流れるという仕組みである。この第二のエミッタ端子E'の電流値をたとえば図示のような、オペアンプOP1による電流検出回路で検出して制御用トランジスタQ2を調節することができる。このような機構は、トランジスタQ1として少々特殊なものを用いることになるが、トランジスタQ1の状態として電流値を検出しながら制御する図11の方法より迅速に応答することが出来る。

【0079】次に、図14は、本発明の第5の実施の形態の回路図であり、前記請求項10に対応するものである。この回路は、演算増幅回路A3で、第二の信号S2を検知して制御内容を切り替えるものである。図14において、演算増幅回路Aの機能は前記図11におけるものと同様、コレクタ電流に対応して適切なベース電流が流れるように制御用トランジスタQ2の制御端子に（制御用トランジスタQ3を介して）出力するものである。

【0080】第一の制御装置1が「導通」状態であるとき、他の制御用トランジスタQ2、Q3、Q4はどれも導通状態である。負荷を流れる電流の状況は、前記図10の通りである。電流値が図10中の点Aのような状態になった時点で、第一の制御装置1は外部信号（第一の信号S1）を受けて遮断状態へ移行を始めるとする。この時、同時にこの外部信号とほぼ挙動と同じくする第二の信号S2（たとえば第一の制御装置1の出力端子Fの電位）によってトランジスタQ3の制御端子の電位を正から負へ転じてトランジスタQ3を遮断状態にする。この時、トランジスタQ3の遮断はトランジスタQ4の状態によらず、トランジスタQ3のゲートは寄生ダイオードD2によって電荷が引き抜かれて遮断状態となる。するとトランジスタQ2のゲート中の電荷は保持されるので、トランジスタQ2の主端子間の抵抗値はほぼ固定される。トランジスタQ1のベースにある過剰キャリアは、主に制御用トランジスタQ2の寄生ダイオード（記載省略、前記D1）を介して引き抜かれるので、たとえ制御用トランジスタQ2の抵抗が高くても問題ない。やがてトランジスタQ1のコレクタ電流は降下しはじめ、そこで初めてトランジスタQ4は演算増幅回路A3の働きにより遮断される。

【0081】そして、次に外部信号によって「導通」状態へ転じた時、トランジスタQ2は以前とほぼ同じ抵抗値でベース電流を供給するので、トランジスタQ1は無事にターンオンし、また、過飽和状態に突入することもない。そして、さらにトランジスタQ1がターンオンする場合、電流・電圧曲線は図15の矢印実線のような軌跡をたどる。すなわち、まず遮断状態からコレクタ電圧

(13)

23

はほぼそのまま電流値が立ち上がり、極大値を描き、その後コレクタ電位が急激に下がり、電流値は一定に収束しながら導通状態の動作点へと移行する。この極大値はトランジスタQ1がターンオンする事によってダイオードD3に流れる逆回復電流に起因している。そこで、トランジスタQ3の遮断状態すなわち制御用トランジスタQ2の固定状態はいずれ解除しなければならないが、これは演算増幅回路A3がコレクタ電流の極大値を微分演算などによって検知することをもってトランジスタQ3を導通状態とし、制御用トランジスタQ2の固定状態を解除するものとする。

【0082】次に、図16は、本発明の第6の実施の形態の回路図であり、前記請求項14に対応するものである。大容量の電流を駆動する際、複数のトランジスタチップを並列接続して駆動する場合がある。その際、各チップの特性バラツキに対応して各チップを流れる電流を均一化する回路が本実施の形態に示す回路である。バイポーラトランジスタの特徴として温度が上昇すると電流増幅率 h_{FE} が高くなる。よって複数のトランジスタQ1A、Q1B...を並列駆動させるときに、各トランジスタチップに大きな特性上の違いがあり、ひとつのチップに大きな電流値が集中するような事があると、そのチップの温度だけ高くなり、より電流を流しやすくなって電流値の不均衡は激しくなってしまう。本実施の形態の回路ではこのような問題を防ぐことができる。

【0083】ここでは2つのトランジスタチップを並列して駆動する場合を示す。図示のように、トランジスタQ1AとQ1Bはそれぞれのコレクタ端子、エミッタ端子がそれぞれ接続されており、また、同じ第一の制御装置1と同じ制御用トランジスタQ2の制御下にあるが、それぞれのベース電流は微調整用トランジスタQaaとQbbとによって個別に制御されている。制御用トランジスタQ2は、前記図5の回路と同様、演算増幅回路A1によってコレクタ電位をもとに制御されている。そして微調整用トランジスタQaaとQbbは、2つのトランジスタQ1AとQ1Bのそれぞれのコレクタ電流値を検知して比較し、電流値の大きい方のトランジスタへのベース電流を絞って両者を均一にするような働きをする演算増幅回路A2によって制御されている。トランジスタQ2は前記図5の回路同様、スイッチングやトランジスタのコレクタ電位の変動によってその抵抗値を変化させる。一方、微調整用トランジスタQaaとQbbは、スイッチング時には反応せず、もっぱら2つのトランジスタQ1AとQ1Bに流れるコレクタ電流値の差異を解消するように働く。具体的には、基本的にQaaもQbbも全開状態であるが、もしトランジスタQ1Aに流れるコレクタ電流が多くなるようであれば、徐々にQaaの抵抗値を絞って両トランジスタに流れる電流を均一にするように各ベース電流に対して働きかける。演算増幅回路A2の動作は比較的緩慢でよく、またこの演算は2つのトランジスタの

24

コレクタ電流の違いが問題になるのは電流値が高い時だけなので、たとえば電流値のピーク値のみを検出して演算するとか、一定以上のコレクタ電流が流れたときだけ演算し、コレクタ電流が一定以下の場合は演算せず、直前の演算結果を記憶して用いてもよい。

【0084】なお、これまで説明してきた種々の実施の形態は、図16のように複数のチップを並列駆動させる場合に適用することが出来る。そしてそのような構成を用いることにより、複数の電力用トランジスタの電流値を均一化することができ、チップの発熱の不均一を抑え、回路全体の安全動作領域を広げることができる。

【0085】

【発明の効果】以上、説明してきたように本発明によれば、電力用バイポーラトランジスタの制御において下記のごとき効果が得られる。第1に、ターンオンの過渡期には大量のベース電流を一気に供給して迅速なコレクタ電流の立ち上げが可能である。第2に、ターンオフの過渡期にはベース電流を最低限にして迅速にベース電流を引き抜くことが可能である。第3に、導通時にはコレクタ電位もしくはコレクタ電流に相応して適切なベース電流を供給することができ、ベース電流を供給する電力の節約になると共に、過剰なキャリアを供給しないことからターンオフ時の蓄積時間を短縮することが出来る。第4に、たとえばモータなどの誘導負荷をPWM制御するような際、制御回路からはオン信号が出ているにも関わらず、 V_{CE} が負になつて実質上トランジスタが機能していない期間が存在するが、この間は自動的にベース電流を遮断してこれを節約することが出来る。また、これらの効果により、電力用バイポーラトランジスタの冷却設備を軽減することが出来る。

【0086】また、図8、図9、図11に示す実施の形態によれば、ターンオン時に既に負荷に見合ったコレクタ電流を供給できるよう、あらかじめベース電流を調節しておくために、たとえばターンオンしてから次のターンオフまでの時間が短い場合でも、瞬時的な少数キャリアの過剰によってターンオフ時間が長くなることを防ぐことが出来る。また、図16に示す実施の形態によれば、複数の電力用バイポーラトランジスタを並列接続して駆動させる場合、たとえトランジスタごとに h_{FE} などの特性に差異があっても、これを均一化することができ、よって熱的不安定性を是正し、回路の安全動作条件を広げることが出来る。また、本発明は従来のPWM回路の構成部品を改造する事なく、新たな装置を付加するだけで簡単に上記のような効果を実現できるという、さらなる効果もある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施の形態を示すブロック図。

【図2】本発明の第2の実施の形態を示すブロック図。

【図3】バイポーラトランジスタの電圧・電流特性曲線を示す特性図。

(14)

25

【図４】図１のブロック図に相当する実施の形態を示す回路図。

【図5】図1のブロック図に相当する実施の形態を示す他の回路図。

【図6】パイポーラトランジスタのコレクタ電流に対する電流増幅率 h_{FE} の関係を示す特性図。

【図7】図1のブロック図に相当する実施の形態を示すさらに他の回路図。

【図8】図2のブロック図に相当する実施の形態を示す回路図。

【図 9】 本発明の第 3 の実施の形態を示す回路図。

【図10】トランジスタが誘導負荷をスイッチングした時の、負荷に流れる電流の挙動を示す特性図。

【図 1 1】本発明の第 4 の実施の形態を示す回路図。

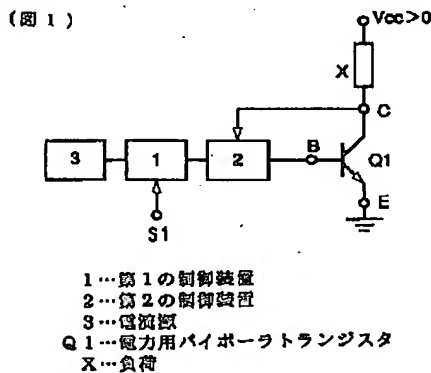
【図 12】本発明の第 4 の実施の形態を示す他の回路図。

【図 13】本発明の第 4 の実施の形態を示すさらに他の回路図。

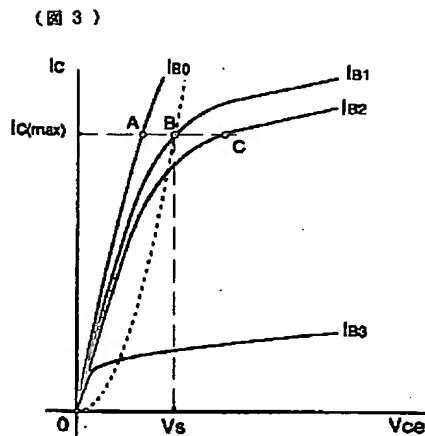
【図 1 4】本発明の第 5 の実施の形態を示す回路図。

【図15】トランジスタが還流ダイオード付きのコイル

【図 1】



【図 3】



26

を駆動した場合のスイッチング時のコレクタ端子の電流・電圧の挙動を示す特性図。

【図 16】本発明の第 6 の実施の形態を示す回路図。

【図 17】第 1 の従来例の回路図。

【図18】PWMインバータの構成を示す回路図。

【図 19】第 2 の従来例の回路図。

【図20】第2の従来例によるゲート電流の挙動を示す特性図。

【符号の説明】

10. 1…第1の制御装置

L 1…誘導負荷 (コ

イル)

2…第2の制御装置

X…負荷

3…電流源

Q1、Q1A、Q1B…電力用バイポーラトランジスタ

Q2、Q3、Q4…制御用トランジスタ

Qaa、Qbb…制御用トランジスタ

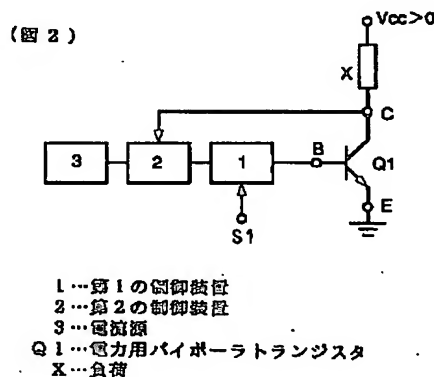
R 3、Rp…抵抗

D 1、D 2、D 3…ダイオード

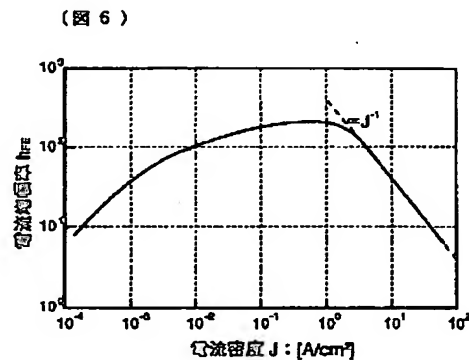
A、A1、A2、A3…演算增幅回路

20 H、H' …電流検出器

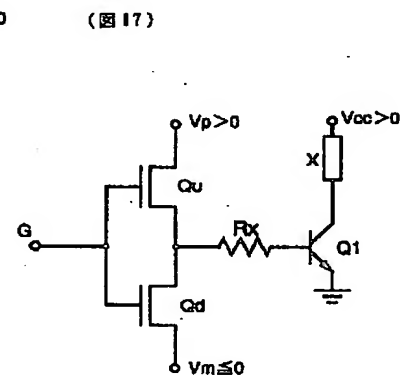
【図 2】



【図 6】

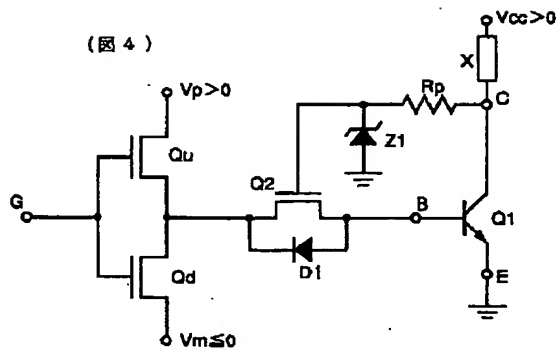


【图 17】



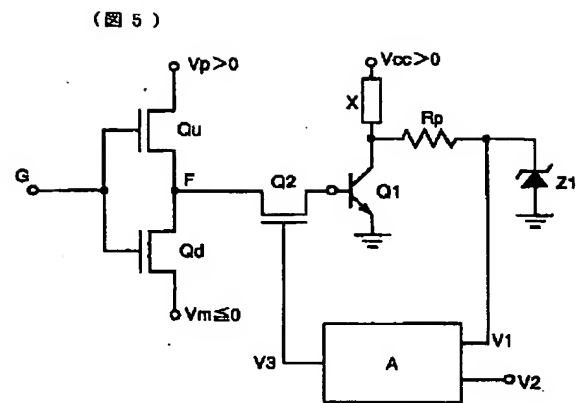
(15)

【図4】



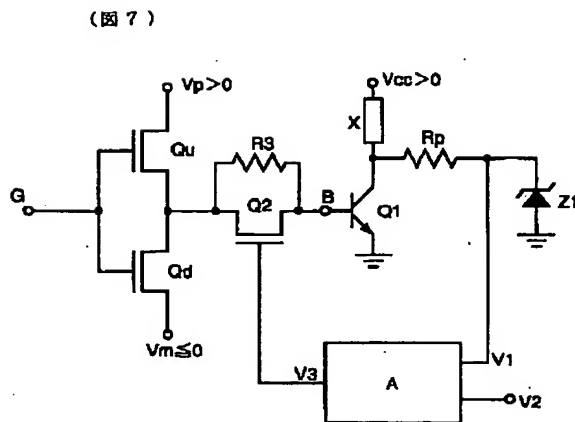
Q1…電力用バイポーラトランジスタ
Q2…制御用トランジスタ
D1…ダイオード
X…負荷

【図5】



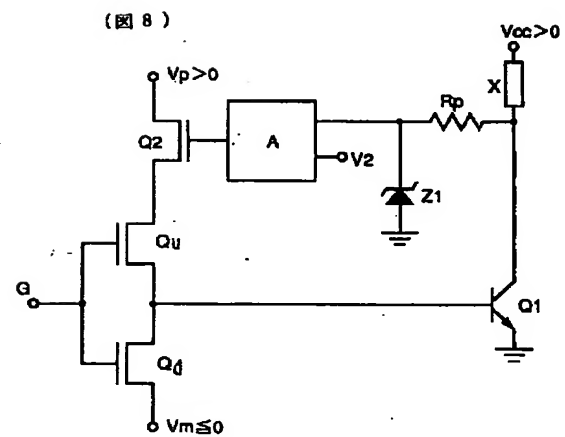
Q1…電力用バイポーラトランジスタ
Q2…制御用トランジスタ
A…演算増幅回路
Rp…抵抗
X…負荷

【図7】



Q1…電力用バイポーラトランジスタ
Q2…制御用トランジスタ
A…演算増幅回路
R3、Rp…抵抗
X…負荷

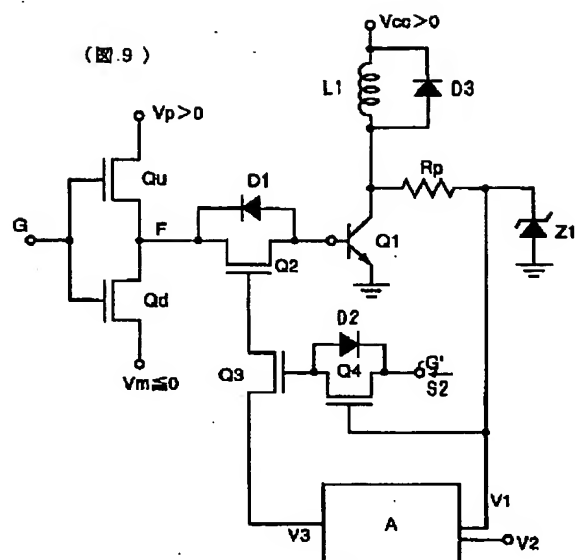
【図8】



Q1…電力用バイポーラトランジスタ
Q2…制御用トランジスタ
A…演算増幅回路
X…負荷

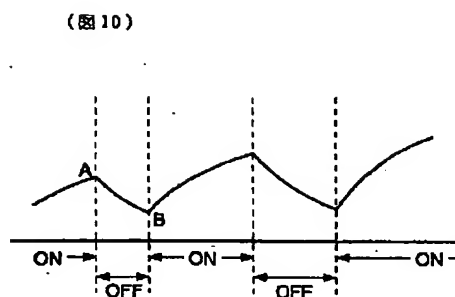
(16)

【図9】

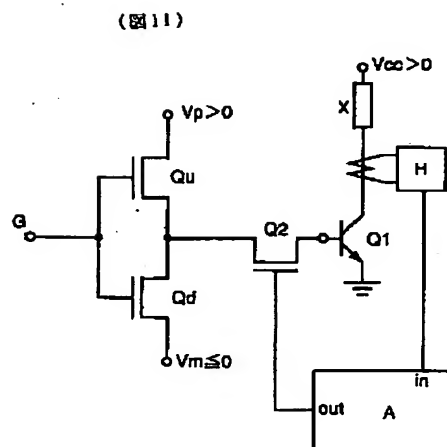


Q1…電力用バイポーラトランジスタ
Q2、Q3、Q4…制御用トランジスタ
D1、D2、D3…ダイオード
L1…誘導負荷(コイル)
A…演算増幅回路
Rp…抵抗

【図10】

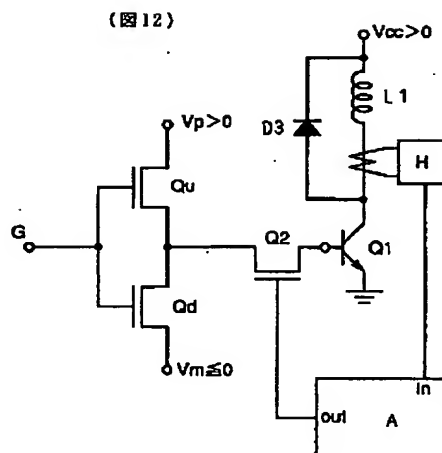


【図11】



Q1…電力用バイポーラトランジスタ
Q2…制御用トランジスタ
H…電流検出器
X…負荷

【図12】

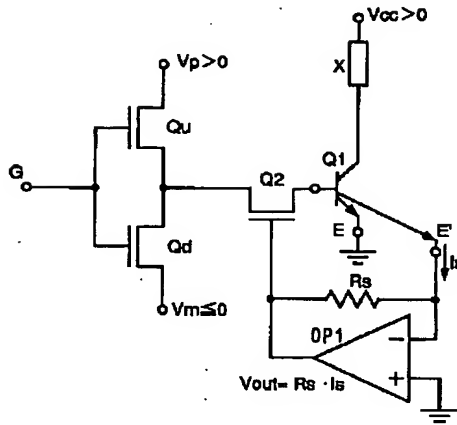


Q1…電力用バイポーラトランジスタ
Q2…制御用トランジスタ
D3…ダイオード
L1…誘導負荷(コイル)
A…演算増幅回路
H…電流検出器

(17)

【図13】

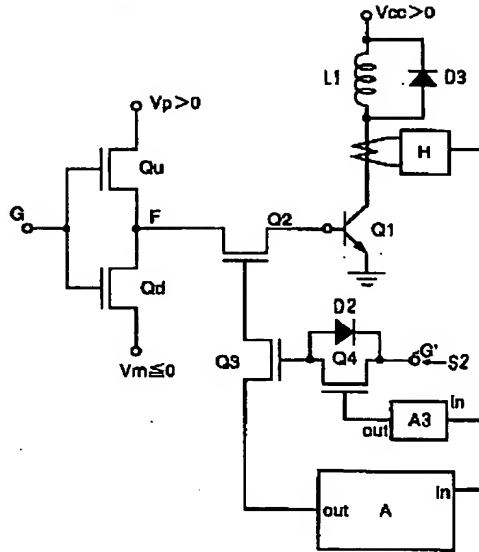
(図13)



Q1…電力用バイポーラトランジスタ
 Q2…制御用トランジスタ
 X…負荷
 OP1…オペアンプ

【図14】

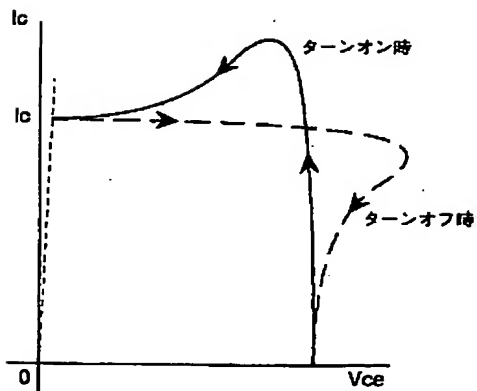
(図14)



Q1…電力用バイポーラトランジスタ
 Q2、Q3、Q4…制御用トランジスタ
 D2、D3…ダイオード
 L1…誘導負荷(コイル)
 A、A3…演算増幅回路

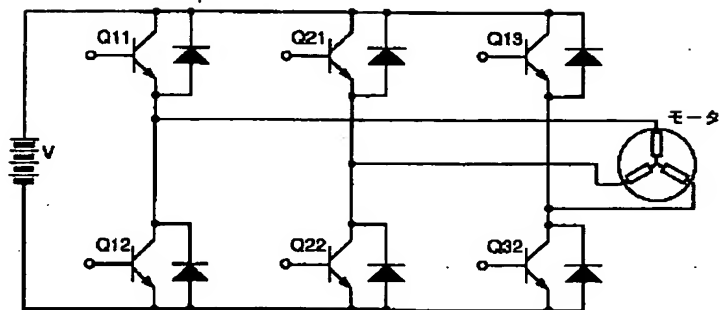
【図15】

(図15)



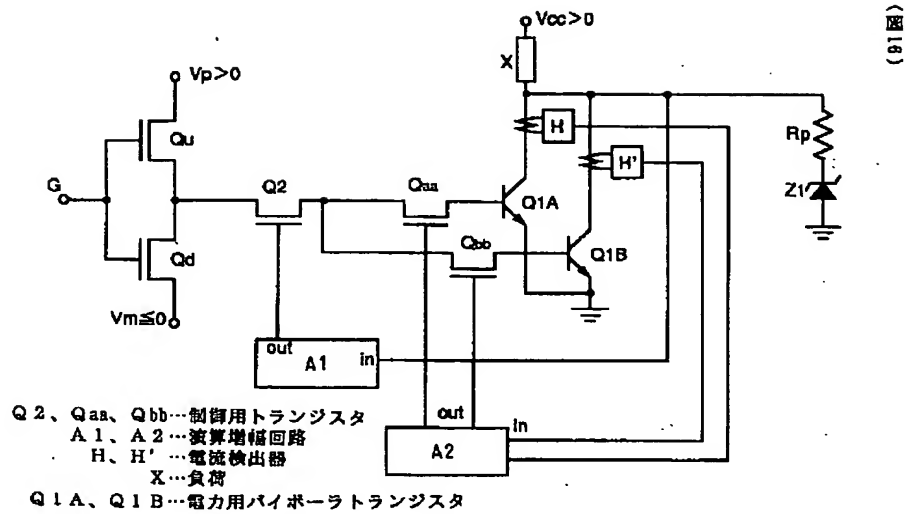
【図18】

(図18)

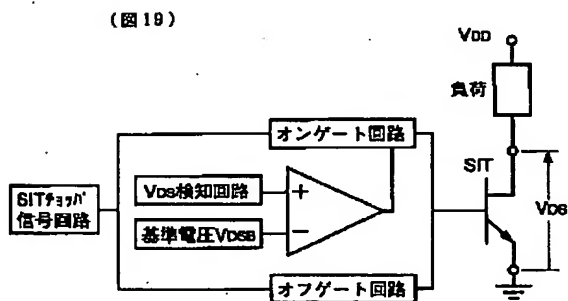


(18)

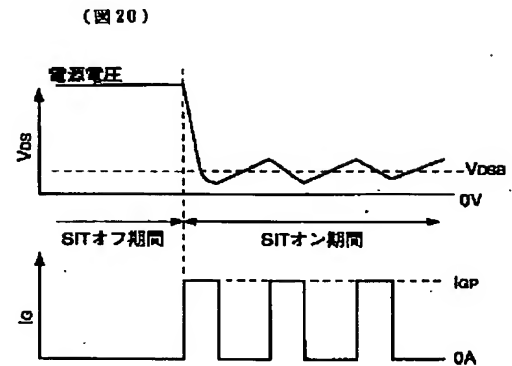
【図16】



【図19】



【図20】



フロントページの続き

(72)発明者 谷 一彦

神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産

自動車株式会社内